



①9 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENT- UND  
MARKENAMT

⑫ Off nl gungsschrift  
⑩ DE 199 28 998 A 1

⑤1 Int. Cl.<sup>7</sup>:  
H 03 B 21/01  
H 03 C 1/52  
H 04 B 1/04

②1 Aktenzeichen: 199 28 998.0  
②2 Anmeldetag: 24. 6. 1999  
④3 Offenlegungstag: 2. 8. 2001

DE 199 28 998 A 1

⑦1 Anmelder:  
Siemens AG, 80333 München, DE

⑦2 Erfinder:  
Detering, Volker, Dipl.-Ing., 46446 Emmerich, DE;  
Heinen, Stefan, Dr.-Ing., 47802 Krefeld, DE

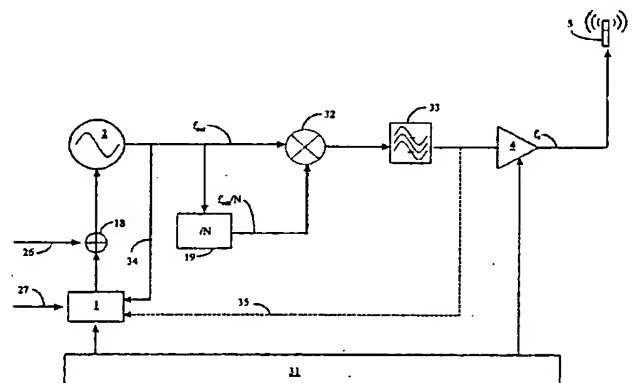
⑤6 Entgegenhaltungen:  
DE 195 43 844 A1  
DE 25 23 131 A1

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤4 Elektronische Schaltungsanordnung zur Erzeugung einer Sendefrequenz

⑤7 Die Erfindung betrifft eine elektronische Schaltungsanordnung zur Erzeugung einer Sendefrequenz für einen Sender/Empfänger, bestehend aus einem steuerbaren Oszillator (2) zur Erzeugung einer Oszillatorfrequenz ( $f_{osz}$ ), einem Teller (19) durch einen Faktor (N), einer Mischstufe (32) mit einem nachfolgenden Bandfilter (33), wobei die Oszillatorfrequenz ( $f_{osz}$ ) und die durch den Faktor (N) geteilte Oszillatorfrequenz ( $f_{osz}/N$ ) der Mischstufe (32) als Eingangssignale zugeführt werden.



DE 199 28 998 A 1

Die Erfindung betrifft eine elektronische Schaltungsanordnung zur Erzeugung einer Sendefrequenz für einen Sender/Empfänger.

Den Erfindern sind aus dem Stand der Technik ähnliche Schaltungsanordnungen bekannt, um in einem TDMA-Funksystem (zum Beispiel DECT, GSM, PHS) entsprechende Sendefrequenzen zu erzeugen. Die Abkürzung TDMA steht für "Time Division Multiple Access". Eine derartige Anordnung besteht aus einem Oszillator zur Frequenzerzeugung, einem Sendeverstärker, einem Empfänger und einer Steuervorrichtung, welche die zeitliche Abfolge von wechselseitigem Sende- und Empfangszustand bestimmt. Im Allgemeinen wird die Oszillatorfrequenz zur Einstellung des Nachrichtenkanals über die Steuervorrichtung mit Hilfe einer PLL (Phasenregelschleife) zeitlich vor dem Einschalten des Senders eingestellt, da für diesen Vorgang aus technischen Gründen eine gewisse Einstellzeit benötigt wird. Die Erfindung bezieht sich auf den Sendefall in einem solchen TDMA-System deren Anordnung in Fig. 1 schematisch dargestellt ist.

Das Problem solcher einfachen Schaltungsanordnung besteht darin, daß im Moment des Einschaltens des Sendeverstärkers die Frequenzerzeugung auf Grund eines Lastwechsels im Verstärker oder durch Rückkopplungen gestört wird. Hierdurch wird ein unerwünschter Frequenzsprung erzeugt. Ein solcher Lastwechsel entsteht beispielsweise beim Einschalten des Sendeverstärkers durch die Änderung seiner Eingangsimpedanz. Eine Rückwirkung auf die Frequenzerzeugung kann beispielsweise über eine Einstrahlung von der Antenne, oder durch andere Verkopplungspfade zwischen der Sende-Endstufe und der Frequenzerzeugung, beispielsweise durch die Versorgungsspannung, entstehen.

Insbesondere bei TDMA-Systemen die aus Kostengründen mit einer langsamen PLL-Regelschleife arbeiten, beziehungsweise die Regelschleife für die Dauer der Modulation öffnen, ist dieser Effekt für die Implementierung ein großes Problem, da der Frequenzsprung nicht mehr durch die PLL-Schaltung korrigiert werden kann. Ein Beispiel hierfür stellt die Open-Loop-Modulation eines DECT-Systems dar.

Das obengenannte Problem wird durch verschiedene, den Erfindern bekannte Schaltungsanordnungen angegangen. Beispielsweise besteht die Möglichkeit durch eine Einfügung von Dämpfungsgliedern und Isolationsstufen zwischen der Frequenzerzeugung und dem Sendeverstärker eine Verringerung des für die Frequenzerzeugung sichtbaren Lastwechsels zu bewirken. Außerdem können zusätzliche Abschirmungen der Frequenzerzeugung in Form eines faradayschen Käfigs für eine Verminderung der Einstrahlung sorgen. Weiterhin wird an den Leitungen, welche in die Abschirmung führen eine zusätzliche Abblockung gegen elektromagnetische Einstrahlung, beispielsweise durch besonders gestaltete Stecker vorgenommen. Ein Beispiel für eine derartige bekannte Schaltungsvorrichtung ist in der Fig. 2 gezeigt.

Bekannt ist weiterhin, daß durch das Einfügen von Frequenzvervielfacherstufen oder Teilerstufen in die Frequenzerzeugung die Rückkopplung und damit der Einfluß auf die Frequenzerzeugung vermindert wird. Hierbei schwingt ein Oszillator auf einer Harmonischen oder Subharmonischen der gewünschten Frequenz, wodurch sich entsprechend dem Vervielfachungsgrad beziehungsweise Teilungsgrad sowohl eine geringe Lastabhängigkeit als auch eine geringere Empfindlichkeit gegen die Einstrahlung von unerwünschten Frequenzen ergibt. Auch diese Schaltung ist schematisch in der Fig. 3 dargestellt.

Zur Lösung des obengenannten Problems ist schließlich die relativ aufwendige Verwendung eines Sendemischkon-

zeptes, wie es in der Fig. 4 schematisch dargestellt ist, den Erfindern bekannt.

Bei diesem Sendemischkonzept werden die Frequenzen zweier Oszillatoren in einer Mischstufe gemischt und die gewünschte Frequenz aus den Mischprodukten herausge-  
5 gewünscht. Da die Oszillatoren ein nichtharmonisches Verhältnis zur gewünschten Frequenz haben, ergibt sich ein hohes Maß an Immunität gegen Lastwechsel und Rückwirkungen. Hierdurch verringern sich die Anforderungen an die Abschir-  
10 mung, die Abblockung und die Isolationsstufen gegenüber den bekannten Lösungen aus den Fig. 2 und 3 erheblich.

Der größte Nachteil dieses Sendemischkonzeptes besteht im hierfür notwendigen großen technischen Aufwand, da zusätzlich eine Sendemischstufe, ein Oszillator einschließ-  
15 lich eine PLL-Schaltung zur Frequenzstabilisierung und ein Bandfilter benötigt werden. Alleine auf Grund der zusätzlich benötigten elektronischen Komponenten ergibt sich hierfür ein intensiver Kostennachteil gegenüber den beiden vorhergehenden Lösungen.

Ein weiterer Nachteil dieses aufwendigeren Sendemischkonzeptes besteht darin, daß auf Grund der Anzahl der zu-  
20 sätzlichen elektronischen Komponenten die Baugröße einer solchen Schaltungsanordnung zu groß ausfällt.

Beim Sendemischkonzept erweist es sich als besonders  
25 problematisch, einen hohen Integrationsgrad zu erreichen, da sich Filter und Oszillatoren beziehungsweise Oszillatorspulen beim heutigen Stand der Technik nur sehr schlecht in integrierten Schaltungen unterbringen lassen, beziehungsweise sehr viel Chip-Fläche benötigen. Außerdem lassen  
30 sich häufig die für die PLL-Regelschleife benötigten Kondensatoren und Widerstände nicht mit ausreichender Güte integrieren, so daß sie als externe Komponenten anzuordnen sind.

Da bei dem bekannten Sendemischkonzept insgesamt  
35 zwei Oszillatoren zur Frequenzstabilisierung, zwei PLL-Regelschleifen einschließlich zwei externer Schleifenfilter nötig sind, und insbesondere Oszillatoren niedriger Frequenz besonders viel Chip-Fläche benötigen oder schlechte Eigen-  
40 schaften bezüglich des Phasenrauschens aufweisen, erweist sich dieses Sendemischkonzept als relativ ungeeignet für eine hohe Integrationsdichte.

Es ist daher Aufgabe der Erfindung eine elektronische Schaltungsanordnung zur Erzeugung einer Sendefrequenz  
45 anzugeben, welche einerseits die günstigen technischen Voraussetzungen des Sendemischkonzeptes bietet und andererseits die Schaffung einer hohen Integrationsdichte der Schaltung und damit eine kostengünstige Herstellung ermöglicht.

Die Aufgabe wird durch die Merkmale des Anspruchs 1  
50 gelöst.

Demgemäß wird eine elektronische Schaltungsanordnung zur Erzeugung einer Sendefrequenz  $f_s$  für einen Sender/Empfänger vorgeschlagen, welche die folgenden Bauteile  
55 enthält: Einen steuerbaren Oszillator zur Erzeugung einer Oszillatorfrequenz  $f_{osz}$ , einen Teiler durch einen Faktor N und eine Mischstufe mit einem nachfolgenden Bandfilter, wobei die Bauteile derart miteinander verbunden sind, daß die Oszillatorfrequenz  $f_{osz}$  und eine durch den Faktor N ge-  
60 teilte Oszillatorfrequenz  $f_{osz}/N$  dem Mischer als Eingangssignale zugeführt und von diesem als Sendefrequenz  $f_s$  ausgegeben werden.

Ein wesentlicher Vorteil dieser Anordnung darin, daß sich mit der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung ein geringeres Phasenrauschen ergibt, als dies mit den zwei Oszilla-  
65 toren des bekannten Sendemischkonzeptes erreichbar wäre, da nur ein einziger Oszillator zum Phasenrauschen beitragen kann.

Eine Vereinfachung des Aufbaues der Schaltung wird da-

durch erreicht, daß anstelle der Mischstufe mit nachfolgendem Bandfilter ein Einseitenbandmischer (= Image Reject Mixer) verwendet wird. Einseitenbandmischer sind als fertige Bauteile erhältlich und kompakt in den Schaltungsaufbau integrierbar.

Eine weitere vorteilhafte Ausgestaltung der erfindungsgemäßen elektronischen Schaltungsanordnung kann darin bestehen, daß ein PLL-Schaltkreis zur Stabilisierung verwendet wird, welchem als Eingangssignale eine Referenzfrequenz und entweder die Oszillatorfrequenz oder die Ausgangsfrequenz des Bandfilters oder gegebenenfalls des Einseitenbandmischers zugeführt werden.

Weiterhin kann es vorteilhaft sein, wenn der Faktor N des Teilers ein Vielfaches der Zahl der 2 und/oder größer als 1 ist und zwei um 90° zueinander phasenverschobene Ausgangssignale liefert.

Die gewünschte Phasenverschiebung um 90° kann erreicht werden, durch die Phasenverschiebung eines Teils des Signals um 90° und Beibehaltung der ursprünglichen Phase für das restliche Teilsignal, oder durch die Phasenverschiebung beider Teilsignale um jeweils +45° und -45°. In beiden Fällen bleibt eine Phasendifferenz von 90°.

Eine weitere vorteilhafte Ausgestaltung der erfindungsgemäßen elektronischen Schaltungsanordnung kann darin bestehen, daß zusätzlich eine Steuervorrichtung vorgesehen ist, die zum Zeitpunkt des Einschaltens einer am Ausgang des Einseitenbandmischers angeschlossenen Sende-Endstufe einem Oszillator-Steuersignal ein Datensignal zu Erzeugung einer Frequenzmodulation überlagert. Eine derartige Steuervorrichtung wird beispielsweise in sogenannten TDMA-Systemen verwendet.

Im Hinblick auf eine optimale Integration und einfache Realisierung der Schaltung ist es weiterhin vorteilhaft, die Steuervorrichtung mit Hilfe eines ASIC-Bauteils zu verwirklichen.

Eine andere vorteilhafte Ausgestaltung der Schaltungsanordnung sieht vor, daß die Steuervorrichtung zwei Schalter im Wechsel betätigt, die eine Verbindung des Oszillatorsteuereingangs, entweder zu einem Datenmodulator oder zwecks Kanaleinstellung zum PLL freigibt.

Weiterhin kann eine alternative Ausgestaltung der erfindungsgemäßen elektronischen Schaltungsanordnung darin bestehen, daß ein Überlagerungsempfänger vorgesehen ist, welcher eine Überlagerungsfrequenz direkt aus der Oszillatorfrequenz  $f_{osz}$  bezieht, und daß eine Umschaltvorrichtung vorgesehen ist, die im Sendefall die Einseitenbandmischer-Ausgangsfrequenz und im Empfangsfall die Oszillatorfrequenz dem PLL-Regelkreis zuführt.

Vorteilhaft kann der Oszillator beispielsweise spannungsgesteuert oder stromgesteuert betrieben und gegebenenfalls kann auch eine Referenzfrequenz extern zugeführt werden.

Es versteht sich, daß die vorstehend genannten zu erläuternden Merkmalen der Erfindung nicht nur in der jeweils angegebenen Kombination, sondern auch in anderen Kombinationen oder in Alleinstellung verwendbar sind, ohne den Rahmen der Erfindung zu verlassen.

Weitere Merkmale und Vorteile der Erfindung ergeben sich aus der nachfolgenden Beschreibung bevorzugter Ausführungsbeispiele unter Bezugnahme auf die Zeichnungen.

Die Erfindung soll nachfolgend anhand der Zeichnungen näher erläutert werden. Es stellen im Einzelnen dar:

Fig. 1-4: Schaltungsanordnungen aus dem Stand der Technik;

Fig. 5: Schaltungsanordnung mit Mischer und nachfolgendem Bandfilter;

Fig. 6: Schaltungsanordnung mit Einseitenbandmischer;

Fig. 7-10: Schaltungsanordnungen mit verschiedenen Modulator-Anordnungen;

Fig. 11: Schaltungsanordnung mit Superhet-Empfänger und Nutzung des Oszillators auf der Empfängerseite;

Fig. 12: Schaltungsanordnung mit Einseitenbandmischer und Superhet-Empfänger mit einem Sende/Empfangs-Bandfilter;

Fig. 13: Schaltungsanordnung mit Einseitenbandmischer und TDMA-Steuervorrichtung.

Die Fig. 1 zeigt eine bekannte Schaltungsanordnung für ein TDMA-Funksystem mit einem Oszillator 2 und einer PLL-Schaltung 1 zur Erzeugung einer möglichst stabilen Frequenz, einer TDMA-Steuerung 3 eines Sendeverstärkers 4 und einer Antenne 5.

Bei dieser Schaltungsanordnung wird im Moment des Einschaltens des Sendeverstärkers 4 die Frequenzerzeugung über Lastwechsel und/oder Rückwirkungen – angedeutet durch die Pfeile 6 und 7 – gestört und ein unerwünschter Frequenzsprung erzeugt. Der Lastwechsel entsteht beim Einschalten des Sendeverstärkers 4 durch die Änderung seiner Eingangsimpedanz.

Rückwirkungen auf die Frequenzerzeugung entstehen über die Einstrahlung von der Antenne 5, oder durch andere, hier nicht dargestellte Verkopplungspfade zwischen der Sende-Endstufe und der Frequenzerzeugung. Ein Beispiel hierfür stellen die Versorgungsspannungszuleitungen dar.

Die Fig. 2 zeigt eine bekannte Schaltung zur Vermeidung des Frequenzsprunges. Die Schaltung enthält zusätzlich zu den in Fig. 1 dargestellten Komponenten die Dämpfungsglieder 8, 9 und eine oder mehrere weitere Verstärkerstufen zur Verringerung des für die Frequenzerzeugung sichtbaren Lastwechsels. Eine zusätzlich Abschirmung (Faradayscher Käfig) 12 der Frequenzerzeugung zur Verminderung von Einstrahlung ist ebenso dargestellt. Weiterhin ist meist eine – hier nicht dargestellte – Hochfrequenzabblockung der in die Abschirmung führenden Leitungen vorhanden.

Die Fig. 3 zeigt eine weitere bekannte Variante einer Schaltung zur Frequenzerzeugung mit einer Frequenzvervielfacherstufe oder Teilerstufe 13. Bei diesem Beispiel schwingt der Oszillator 2 auf einer Harmonischen oder Subharmonischen der gewünschten Sendefrequenz, wodurch sich entsprechend dem Vervielfachungsgrad oder Teilungsgrad sowohl eine geringere Lastabhängigkeit als auch eine geringere Empfindlichkeit gegen elektromagnetische Einstrahlungen ergibt.

Die beste bekannte Schaltung mit der wirkungsvollsten Unterdrückung von Rückkopplungen und Frequenzsprüngen beim Einschalten des Sendeverstärkers ist in der Fig. 4 dargestellt. Diese Fig. 4 zeigt eine Schaltungsanordnung zur Erzeugung einer Sendefrequenz unter Verwendung eines Sendemischkonzeptes. Hierbei wird die Frequenz des ersten Oszillators 2 und dem ersten PLL-Schaltkreis 1 und die zweite Frequenz des zweiten Oszillators 2 und dem zweiten PLL-Schaltkreis 15 in der Mischstufe 16 gemischt und die gewünschte Frequenz aus den Mischprodukten über das Bandfilter 17 herausgesiebt.

Werden die Frequenzen der Oszillatoren 2 und 14 so gewählt, daß sie ein nichtharmonisches Verhältnis zur gewünschten Frequenz haben, ergibt sich ein hohes Maß an Immunität gegen Lastwechsel – also beim Einschalten des Sendeverstärkers – und Rückwirkungen. Hierdurch verringern sich die Anforderungen an Abschirmung, Abblockung und Isolationsstufen gegenüber den Schaltungsanordnungen aus den Fig. 2 und 3 erheblich. Nachteilig ist der schaltungstechnische Aufwand, da zusätzlich eine Mischstufe 16, ein Oszillator 14 und ein PLL-Schaltkreis 15 zur Frequenzstabilisierung und ein Bandfilter 17 benötigt werden.

Die Fig. 5 zeigt eine einfache erfindungsgemäße Schaltungsanordnung für ein Funksystem, bei dem ein hoher Grad an Kosteneinsparung durch einen guten Integrations-

grad erreicht werden kann. Als Ausgangspunkt wurde das Sendemischkonzept gewählt, jedoch auf den zweiten Oszillator verzichtet.

Die Schaltungsanordnung besteht auf der Eingangsseite aus einem einzigen Oszillator 2, der über einem PLL-Schaltkreis 1 stabilisiert wird. Zwischen dem Oszillator 2 und dem PLL-Schaltkreis 1 ist eine Summationsstufe 18 angeordnet, durch welche ein FM-Modulationssignal 26 eingespeist werden kann. Die Frequenz  $f_{osz}$  des Oszillators 2 wird zu einem Frequenzteiler 19 geführt und die Frequenz  $f_{osz}/N$  erzeugt. Beide Frequenzen  $f_{osz}$  und  $f_{osz}/N$  gelangen danach zur Bildung der Sendefrequenz  $f_s$  zu einem Mischer 32. Im nachfolgenden Bandfilter 22 werden die ebenfalls entstandenen und unerwünschten Nebenfrequenzen ausgefiltert und die gefilterte Frequenz zur Verstärkerendstufe 4 geleitet. Wahlweise kann dem PLL-Schaltkreis 1 entweder die Oszillatorfrequenz  $f_{osz}$  über die Leitung 34 oder die Sendefrequenz  $f_s$  vom Ausgang des Bandfilters 33 zurückgeführt werden.

Die gewünschte Sendefrequenz  $f_s$  ergibt sich damit zu:

$$f_s = f_{osz} \pm \left( \frac{f_{osz}}{N} \right) = f_{osz} * \left( 1 \pm \frac{1}{N} \right)$$

mit  $f_s$  = Sendefrequenz,  $f_{osz}$  = Oszillatorfrequenz,  $N$  = Teilerfaktor.

Wie man der mathematischen Beziehung entnehmen kann, ergibt sich ein nicht ganzzahliges Verhältnis zwischen der Sendefrequenz  $f_s$  und der Oszillatorfrequenz  $f_{osz}$ , was eine gute Immunität bezüglich Rückwirkungen verspricht. Die Vorzeichenwahl in der Formel wird durch die Beschaltung des Einseitenbandmischers bestimmt. Man hat die Freiheit, den Oszillator wahlweise unterhalb oder oberhalb der gewünschten Frequenz schwingen zu lassen. Grundsätzlich kann man die Oszillatorfrequenz  $f_{osz}$  auch so wählen, daß die Oszillatorfrequenz  $f_{osz}$  das Kriterium des technologiebedingten besten Phasenrauschens (beste Güte der Spule) erfüllt.

Zusätzlich zur erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung zur Erzeugung der Sendefrequenz ist in der Fig. 5 auch eine an sich bekannte TDMA-Steuerung 31 dargestellt, für die sich die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung zur Frequenzerzeugung besonders eignet.

Die Fig. 6 zeigt eine Weiterentwicklung der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung aus der Fig. 5.

Bei dieser Weiterentwicklung wurde anstelle des Mixers 32 und des nachfolgenden Bandfilters 33 ein Einseitenbandmischer (= Image-Reject-Mixer) 20 verwendet. Wenn die Betriebsbedingungen es erfordern, kann hinter dem Teiler 19 auch noch ein Filterelement zur Unterdrückung der Harmonischen des geteilten Signals eingesetzt werden (nicht dargestellt).

Der Einseitenbandmischer 20 weist typischerweise einen ersten Phasenschieber 21 zur Phasenverschiebung und Teilung der eingehenden Oszillatorfrequenz  $f_{osz}$  und einen zweiten Phasenschieber 22 zur Phasenverschiebung der eingehenden geteilten Oszillatorfrequenz  $f_{osz}/N$  um jeweils 90° auf. Diese jeweils um 90° phasenverschobenen Frequenzen werden in den Mixern 23 und 24 gemischt, in der Summationsstufe 25 überlagert und als gewünschte Sendefrequenz  $f_s$  ausgegeben.

Es ist zu bemerken, daß der Zweck der hier dargestellten Phasenverschiebung von 0° und 90° auch durch eine Phasenverschiebung um -45° und +45° erreicht werden kann.

Auch hier und in allen weiteren Beispielen ergibt sich die gewünschte Sendefrequenz  $f_s$  nach der gleichen, zu Fig. 5 beschriebenen Formel.

Da sich Frequenzteiler und Einseitenbandmischer mit den heutigen Technologien problemlos integrieren lassen, führt diese Schaltungsanordnung zu einer erheblichen Chip-Flächen-Ersparnis. Weiterhin spart man eine PLL-Regelschleife mit den damit verbundenen externen Komponenten des Schleifen-Filters (engl. "loop-filter").

Eine andere erfindungsgemäße Schaltungsanordnung zur Erzeugung einer Sendefrequenz ist in der Fig. 7 dargestellt. Hier wird die Oszillatorfrequenz  $f_{osz}$  einerseits einem Teiler 19 zugeführt und andererseits einem Phasenschieber 36 zugeführt. Durch die Verwendung eines durch 2 teilbaren Faktors  $N$  läßt sich die für das Prinzip der Einseitenbandmischung benötigte Phasenverschiebung von 90° vorteilhaft einfach und präzise erzeugen, wodurch sich eine bessere Unterdrückung des unerwünschten Seitenbandes aus dem Mischprozeß ergibt.

Die um 90° verschobenen Ausgangssignale erhält man in allgemein bekannter Weise, indem die letzte Teilerstufe einer Teilerkette doppelt ausführt, wobei eine der beiden Teilerstufen das Eingangssignal invertiert zugeführt wird.

Die Fig. 8 zeigt eine Variante der einfachen erfindungsgemäßen Ausführungsform der Schaltungsanordnung aus Fig. 5 mit einem Mischer 33 und nachgeschaltetem Bandfilter 33. Der Unterschied zur Fig. 5 besteht darin, daß hier ein Modulationssignal 41 einem zwischen Teiler 19 und Mischer 32 angeordneten Modulator 40 aufgegeben wird. Dieser Modulator 40 kann beispielsweise als Vektormodulator ausgeführt sein. Der vereinfacht dargestellte Mischer 32 enthält in der Praxis zwei einzelne Mischer, wobei jeder für ein Signal zuständig ist.

Eine derartige Ausführungsform hat den Vorteil, daß sich beliebige, auch mehrwertige Modulationsarten mit guter Frequenz- bzw. Phasenstabilität erzeugen lassen.

Das zugeführte Modulationssignal 41 kann beispielsweise das von einem digitalen Signalprozessor erzeugte IQ-Basisband einer GMSK-, N-PSK-, oder Quadraturamplitudenmodulation sein.

Eine andere Modifikation der erfindungsgemäßen Schaltungsanordnung ist in der Fig. 9 dargestellt. Diese entspricht im wesentlichen der Fig. 5, jedoch werden hier zur Erzeugung und Modulation der Sendefrequenz zwei um 90° phasenversetzte und durch  $N$  geteilte Frequenzen  $f_{osz}(0°)$  und  $f_{osz}(90°)$  einer Mischstufe 39 zugeführt, die gleichzeitig als Modulator arbeitet, indem sie die Datensignale einer Basisbandaufbereitung I und Q einmischt. Anschließend werden die Ausgangssignale zur Summationsstufe 25 geleitet und zum Mischer 32 geführt. Hier ergibt sich der Vorteil aus der präzise erzeugten 0°/90° Phasenverschiebung aus dem Teiler  $N$ , welche vom IQ-Modulator benötigt wird.

Im Mischer 32 wird wiederum durch Mischen mit der Oszillatorfrequenz  $f_{osz}$  die Sendefrequenz  $f_s$  einschließlich Nebenfrequenzen erzeugt, die Nebenfrequenzen weitgehend beim Durchgang durch das nachfolgende Bandfilter 33 herausgefiltert und die verbleibenden Sendefrequenz  $f_s$  zum Sendeverstärker 4 geleitet und über die Antenne 5 abgestrahlt. Ebenso wie in der Fig. 5 ist zusätzlich die optionale TDMA-Steuerung 31 dargestellt.

Eine weitere Möglichkeit eine Modulation auf das Sendesignal zu übertragen, ist in der Fig. 10 dargestellt. Die Schaltungsanordnung entspricht auch hier der einfachen Ausführung aus der Fig. 5, jedoch wird eine Modulation nicht der Oszillatorfrequenz überlagert, sondern es ist anstelle des Bandfilters 33 hinter dem Mischer 32 ein Modulator 40 nachgeordnet, dem ein Modulationssignal 41 von einem Basisband zugeführt wird. Es handelt sich also um eine "Kombination" der Ausführung mit einem IQ-Modulator, mit welchem sich wie bei Fig. 8 und 9 dargestellt beliebige Modulationsarten verwirklichen lassen.

Die Fig. 5 bis 10 zeigen somit unterschiedlichste Möglichkeiten der Modulation einer erfindungsgemäß erzeugten Sendefrequenz  $f_s$  durch unterschiedlichen Modulationsarten wie beispielsweise GMSK (= gaussian minimum shift keying), nPSK (= n-faches phase shift keying) oder QAM (= quadratur amplitude modulation).

In der Fig. 11 ist eine weitere Schaltungsanordnung gezeigt, die eine Kombination der Frequenzerzeugung mit einem Superhet-Empfänger darstellt und weitere Vorteile bietet. Der Grundaufbau der Schaltung entspricht der Schaltungsanordnung aus der Fig. 6, jedoch ist zusätzlich ein Überlagerungsempfänger 36 mit integriertem Empfangsmischer 37 und dem zusätzlichen Umschalter 38, welcher die gleiche PLL-Schrittweite im Sende- und Empfangsbetrieb ermöglicht.

Im Empfangsbetrieb erzeugt der Oszillator 2 das Überlagerungssignal, während der gleiche Oszillator 2 im Sendefall zur Erzeugung der Sendefrequenz verwendet wird. Die Zwischenfrequenz im Empfangsfall wählt man derart, daß sie in der Nähe der Oszillator-Offset-Frequenz im Sendefall liegt. Zwar ist der Abstimmbereich des Empfängers entsprechend dem Offset zwischen Sendefrequenz und Oszillatorfrequenz etwas kleiner, was sich in der Praxis mit größeren Teilerfaktoren aber kaum auswirkt. Die Auskopplung der PLL-Regelschleife erfolgt über den Umschalter 38 im Sendefall nach dem Einseitenbandmischer 20 und im Empfangsfall direkt vom Oszillator 2, um eine einheitliche Abstimmungsschrittweite der PLL mit derselben Referenzfrequenz zu ermöglichen. Vorteilhaft ist hierbei, daß nur ein einziger Oszillator 2 für den Sendebetrieb und den Empfangsbetrieb nötig ist und gleichzeitig eine gute Stabilität der Sendefrequenz im TDMA-Betrieb erreicht wird.

Dieser gezeigte Schaltungsaufbau eignet sich besonders für DECT-Systeme.

Ein Nachteil, den die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung gegenüber einem auf der Endfrequenz arbeitendem Oszillator hat, nämlich die zusätzlichen unerwünschten Mischprodukte eines realen Einseitenbandmischers, lassen sich durch ein Hinzufügen eines im Empfänger ohnehin notwendigen Hochfrequenzfilters vor dem Sende/Empfangs-Umschalter entschärfen. In diesem Fall wird das Filter sowohl für den Sendezweig als auch für den Empfangszweig verwendet.

Eine derartige Lösung ist beispielhaft in der Fig. 12 dargestellt, welche bis zum Sendeverstärker 4 der Schaltungsanordnung aus der Fig. 6 entspricht. Anschließend ist Sende/Empfangs-Umschalter 28 angeordnet, der zwischen dem Sendeverstärker 4 und dem gestrichelt angedeuteten Empfänger 30 umschaltet. Zwischen der Antenne 5 und dem Sende/Empfangs-Umschalter 28 ist der erwähnte Hochfrequenzfilter 29 geschaltet.

Schließlich zeigt die Fig. 13 noch eine erfindungsgemäße Schaltungsanordnung mit einem Einseitenbandmischer 20, wie sie in der Fig. 6 beschrieben ist. In diesem Fall wird durch die TDMA-Steuerung 31 jedoch erreicht, daß zum Zeitpunkt des Einschaltens der Sende-Endstufe dem Oszillator-Steuersignal ein Datensignal zur Erzeugung einer Frequenzmodulation überlagert wird.

Dies ist eine Anordnung, wie sie beispielsweise in einem DECT-System mit "Open-loop-Modulationsverfahren" eingesetzt wird. Bei geschlossenem Schalter 32 wird während eines nicht für den Sende-Empfangsbetrieb benötigten Zeitschlitzes der Oszillator 2 über die PLL-Schaltung 1 auf den gewünschten Kanal eingestellt. Kurz vor Sendebeginn öffnet der Schalter 32 und die bis dahin gewonnene Regelgröße wird in einem, in der Figur nicht gesondert dargestellten, Speicherelement gespeichert. Über den Schalter 33 wird während der Aussendung der gespeicherten Regelgröße ein

Basisbandsignal zur Erzeugung der DECT-GFSK-Modulation (Gaussian-frequency-shift-keying) überlagert. Durch die erfindungsgemäße Anordnung von Teiler und Mischer beziehungsweise Einseitenbandmischer wird die erforderliche Frequenzstabilität während der Aussendung ermöglicht. D. h. hochfrequente Rückwirkungen von der Sendestufe auf den Oszillator 2 bewirken keinen Frequenzversatz nach Einschalten des Senders.

Insgesamt wird also durch die erfindungsgemäßen Schaltungsanordnungen erreicht, daß einerseits die günstigen technischen Voraussetzungen des Sendemischkonzeptes genutzt werden können und andererseits eine hohe Integrationsdichte der Schaltung und damit eine kostengünstige Herstellung möglich wird.

#### Patentansprüche

1. Elektronische Schaltungsanordnung zur Erzeugung einer Sendefrequenz für einen Sender/Empfänger mit folgenden Merkmalen: Ein steuerbarer Oszillator (2) zur Erzeugung einer Oszillatorfrequenz ( $f_{osz}$ ), ein Teiler (19) durch einen Faktor N und eine Mischstufe (32) mit einem nachfolgenden Bandfilter (33) sind derart miteinander verbunden, daß die Oszillatorfrequenz ( $f_{osz}$ ) und eine durch den Faktor N geteilte Oszillatorfrequenz ( $f_{osz}/N$ ) der Mischstufe (32) als Eingangssignale zugeführt werden.

2. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß dem voranstehenden Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß anstelle der Mischstufe (32) mit nachfolgendem Bandfilter (33) ein insbesondere als "Image Reject Mixer" ausgebildeter Einseitenbandmischer (20) vorgesehen ist.

3. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß einem der voranstehenden Ansprüche 1 bis 2, dadurch gekennzeichnet, daß ein PLL-Schaltkreis (1) zur Stabilisierung der Oszillatorfrequenz ( $f_{osz}$ ) vorgesehen ist, welchem als Eingangssignale eine Referenzfrequenz und entweder die Oszillatorfrequenz ( $f_{osz}$ ) oder die Ausgangsfrequenz des Einseitenbandmischers (20) oder des Bandfilters (33) zugeführt werden.

4. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß einem der voranstehenden Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, daß der Faktor N des Teilers (19) ein ganzzahliges Vielfaches der Zahl 2 ist und zwei um 90° phasenverschobene Ausgangssignale liefert.

5. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß einem der voranstehenden Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß eine Steuervorrichtung (31) vorgesehen ist, die zum Zeitpunkt des Einschaltens einer am Ausgang der Mischstufe (32) mit dem nachfolgenden Bandfilter (33) oder des Einseitenbandmischers (20) angeschlossenen Sende-Endstufe (4) einem Oszillator-Steuersignal ein Datensignal zur Erzeugung einer Frequenzmodulation überlagert.

6. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß dem voranstehenden Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß die Steuervorrichtung (31) ein ASIC-Bauteil ist.

7. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß einem der voranstehenden Ansprüche 5 bis 6, dadurch gekennzeichnet, daß die Steuervorrichtung (31) zwei Schalter (32, 33) im Wechsel betätigt, die den Steuereingang des Oszillators (2) zum Zeitpunkt des Einschaltens der Sendestufe vom PLL-Schaltkreis (1) trennt und ein Datensignal zum Zwecke der Frequenzmodulation einspeist.

8. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß einem der voranstehenden Ansprüche 1 bis 7, dadurch ge-

kennzeichnet, daß ein Überlagerungsempfänger (36) vorgesehen ist, welcher seine Überlagerungsfrequenz direkt aus der Oszillatorfrequenz ( $f_{osz}$ ) bezieht, und daß eine Umschaltvorrichtung (38) vorgesehen ist, die im Sendefall die Ausgangsfrequenz der Mischstufe (32) mit dem nachfolgenden Bandfilter (33) oder des Einseitenbandmischers (20) und im Empfangsfall die Oszillatorfrequenz dem PLL-Schaltkreis (1) zugeführt wird.

9. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß einem der voranstehenden Ansprüche 1 bis 8, dadurch gekennzeichnet, daß am Ausgang der Mischstufe (32) mit dem nachfolgenden Bandfilter (33) oder des Einseitenbandmischers (20) ein Verstärker (4) vorgesehen ist.

10. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß einem der voranstehenden Ansprüche 1 bis 9, dadurch gekennzeichnet, daß der Oszillator (2) spannungsgesteuert ist.

11. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß einem der voranstehenden Ansprüche 1 bis 9, dadurch gekennzeichnet, daß der Oszillator (2) stromgesteuert ist.

12. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß einem der voranstehenden Ansprüche 1 bis 11, dadurch gekennzeichnet, daß eine Referenzfrequenz (26) extern zugeführt ist.

13. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß einem der voranstehenden Ansprüche 1 bis 12, dadurch gekennzeichnet, daß zwischen dem Teiler (19) und der Mischstufe (32) oder des Einseitenbandmischers (20) ein Modulator (40, 39), vorzugsweise ein Vektor-Modulator (39), angeordnet ist, mit welchem durch Zuführung eines IQ-Modulationsbasisbandsignals am Ausgang der Mischstufe (32) ein moduliertes Signal zur Verfügung steht.

14. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß dem voranstehenden Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, daß das aus dem Teiler (19) gewonnene, um  $0^\circ/90^\circ$  phasenverschobene Signal mit in die Erzeugung der Vektormodulation des Modulators (39) einbezogen wird.

15. Elektronische Schaltungsanordnung gemäß einem der voranstehenden Ansprüche 1 bis 2, dadurch gekennzeichnet, daß an deren Ausgang eine Modulationsstufe, vorzugsweise eine Vektor-Modulationsstufe, angeordnet ist, welche eine Modulation des Sendesignals bewirkt.

---

Hierzu 10 Seite(n) Zeichnungen

---

50

55

60

65

Fig. 1

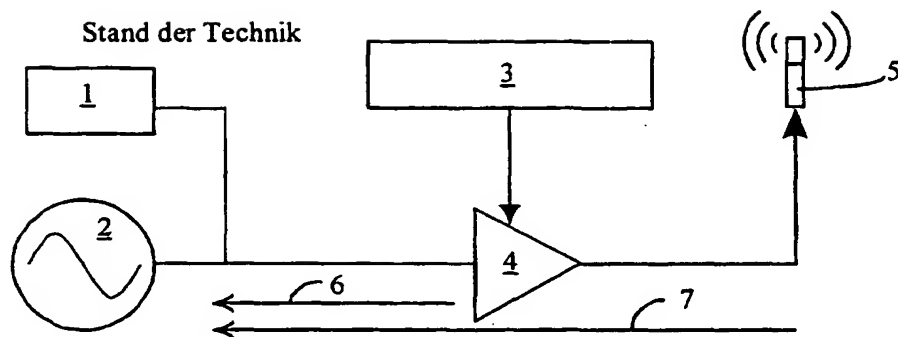


Fig. 2

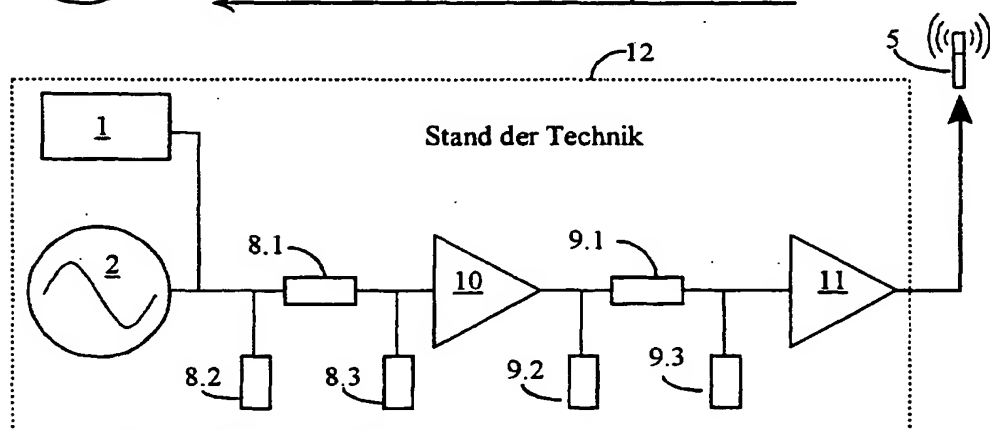


Fig. 3

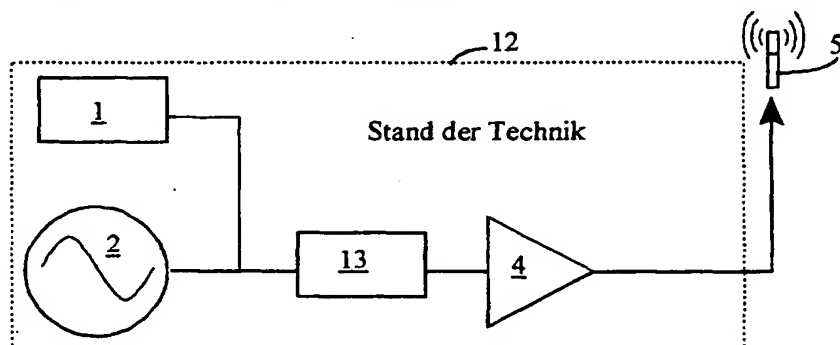


Fig. 4

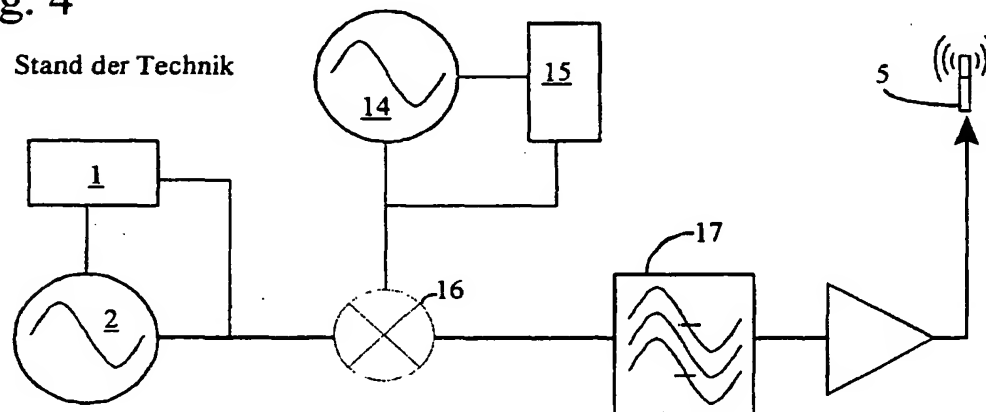


Fig. 5

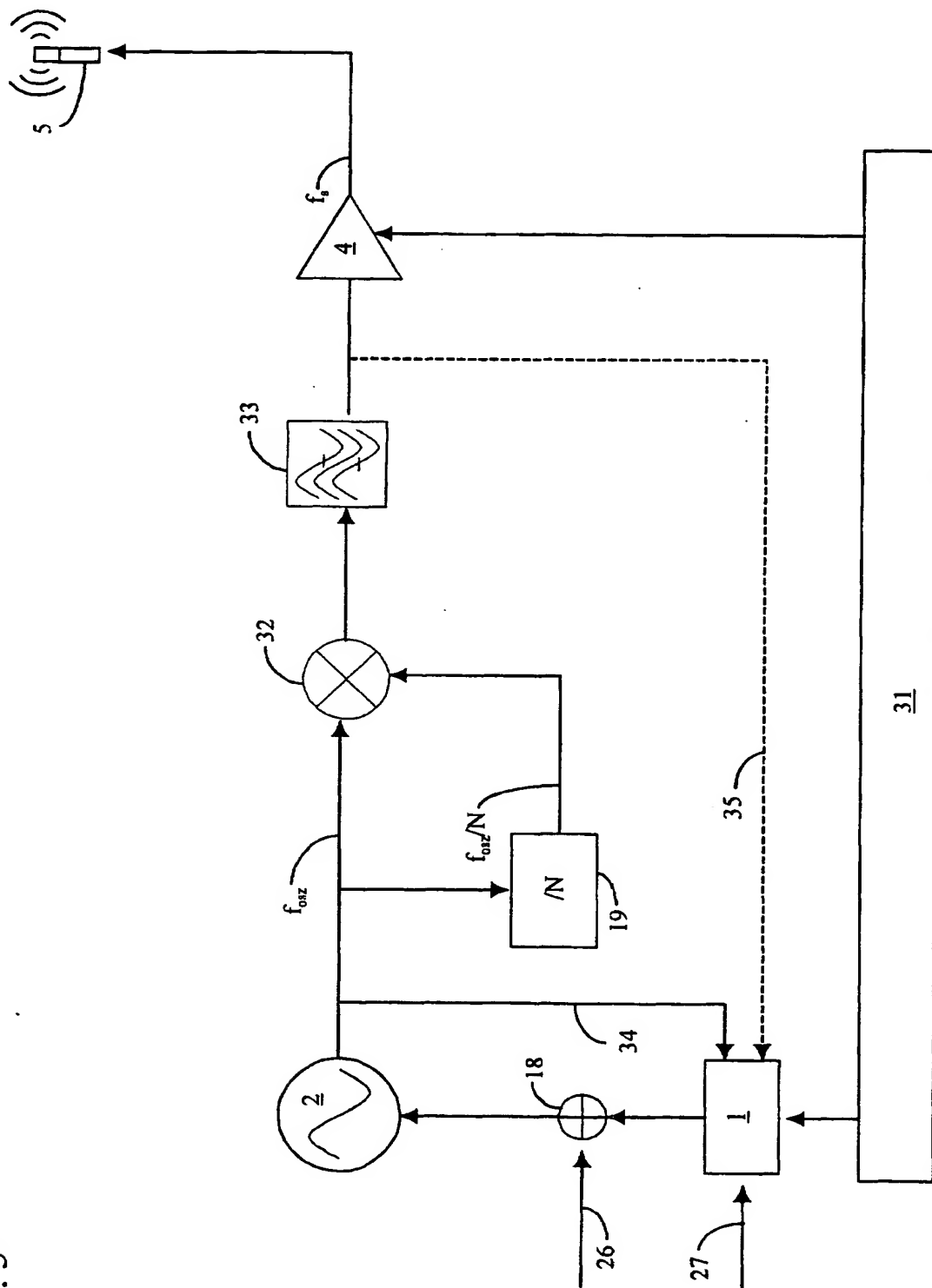




Fig. 6

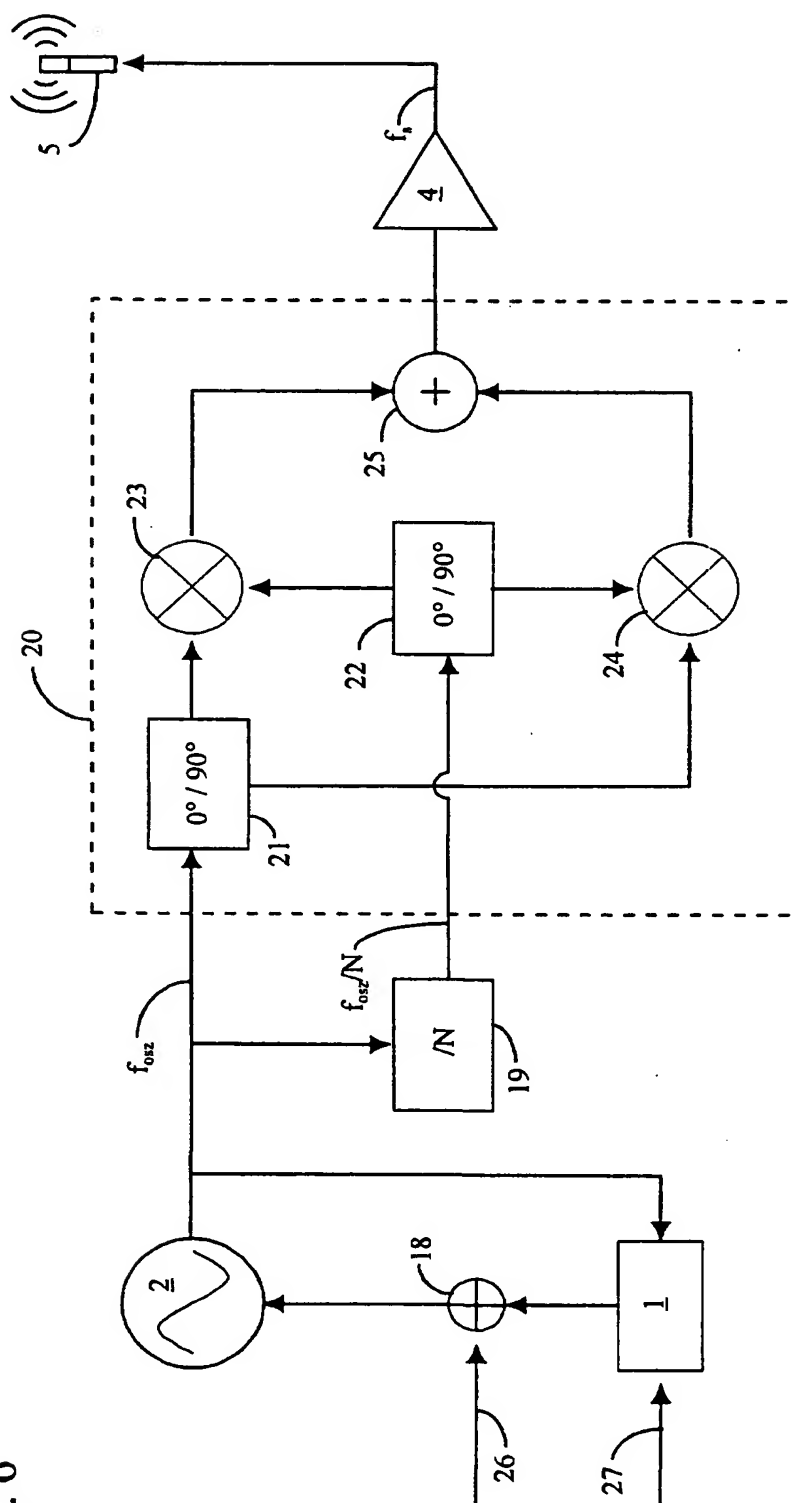


Fig. 7

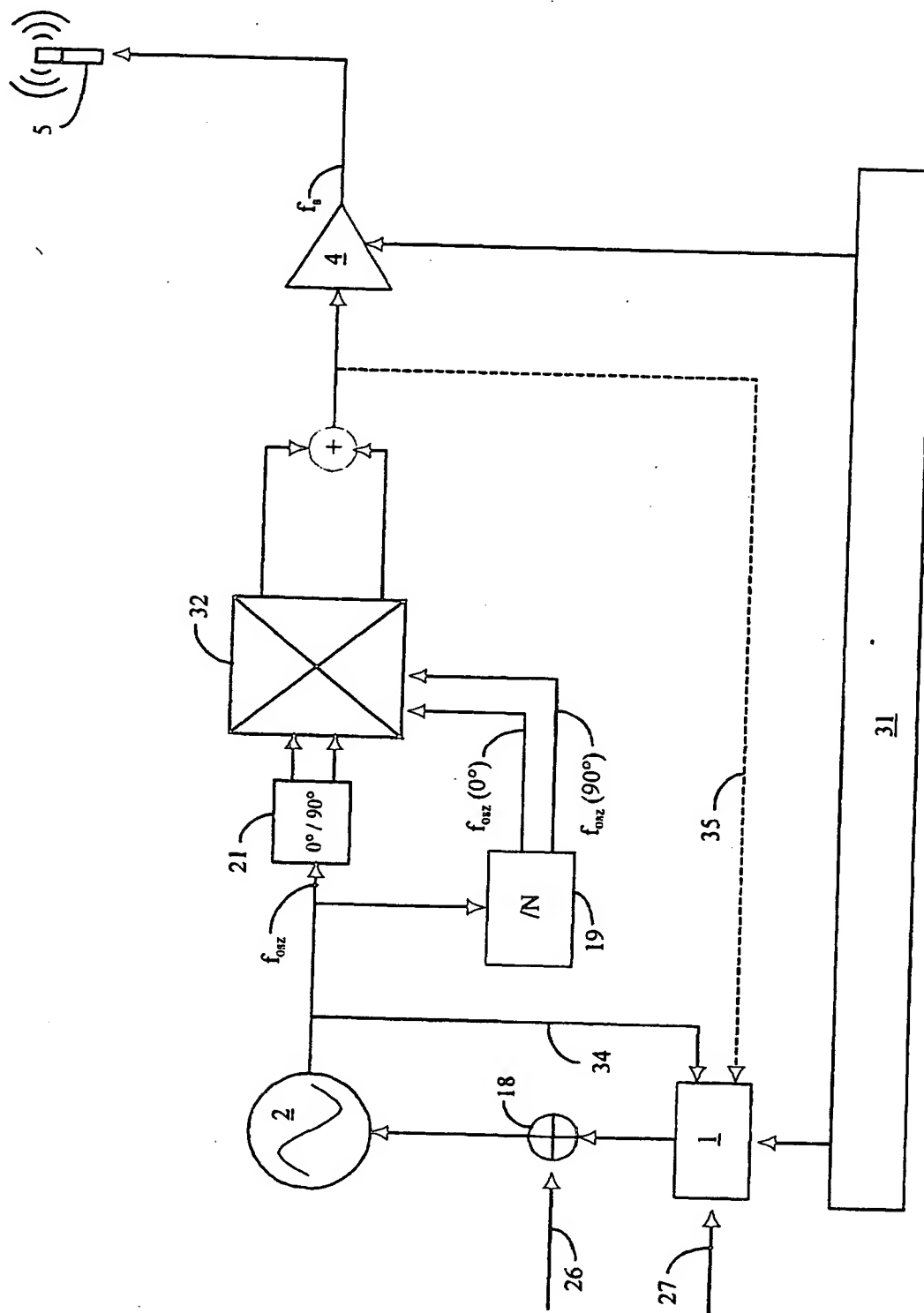


Fig. 8

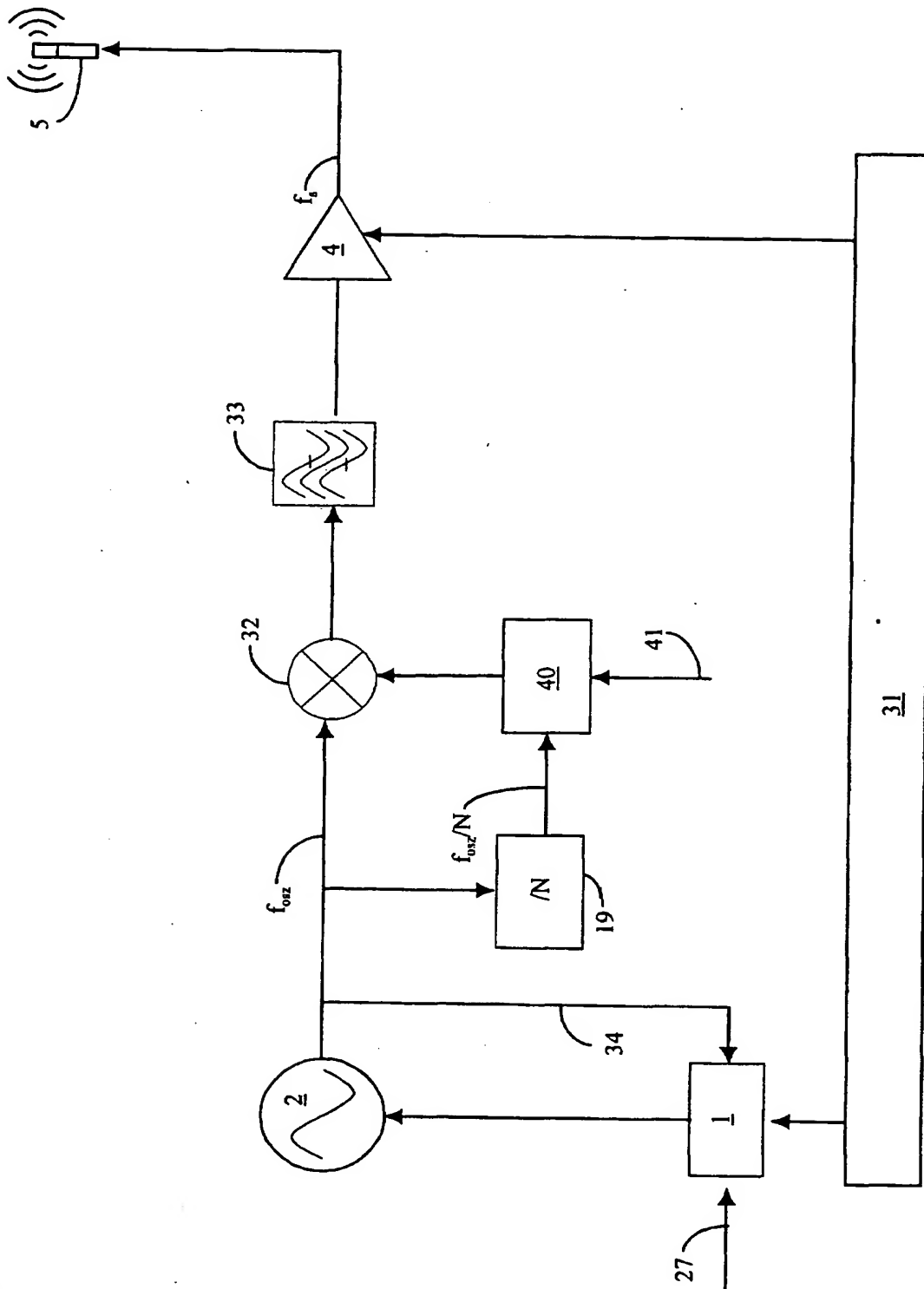


Fig. 9

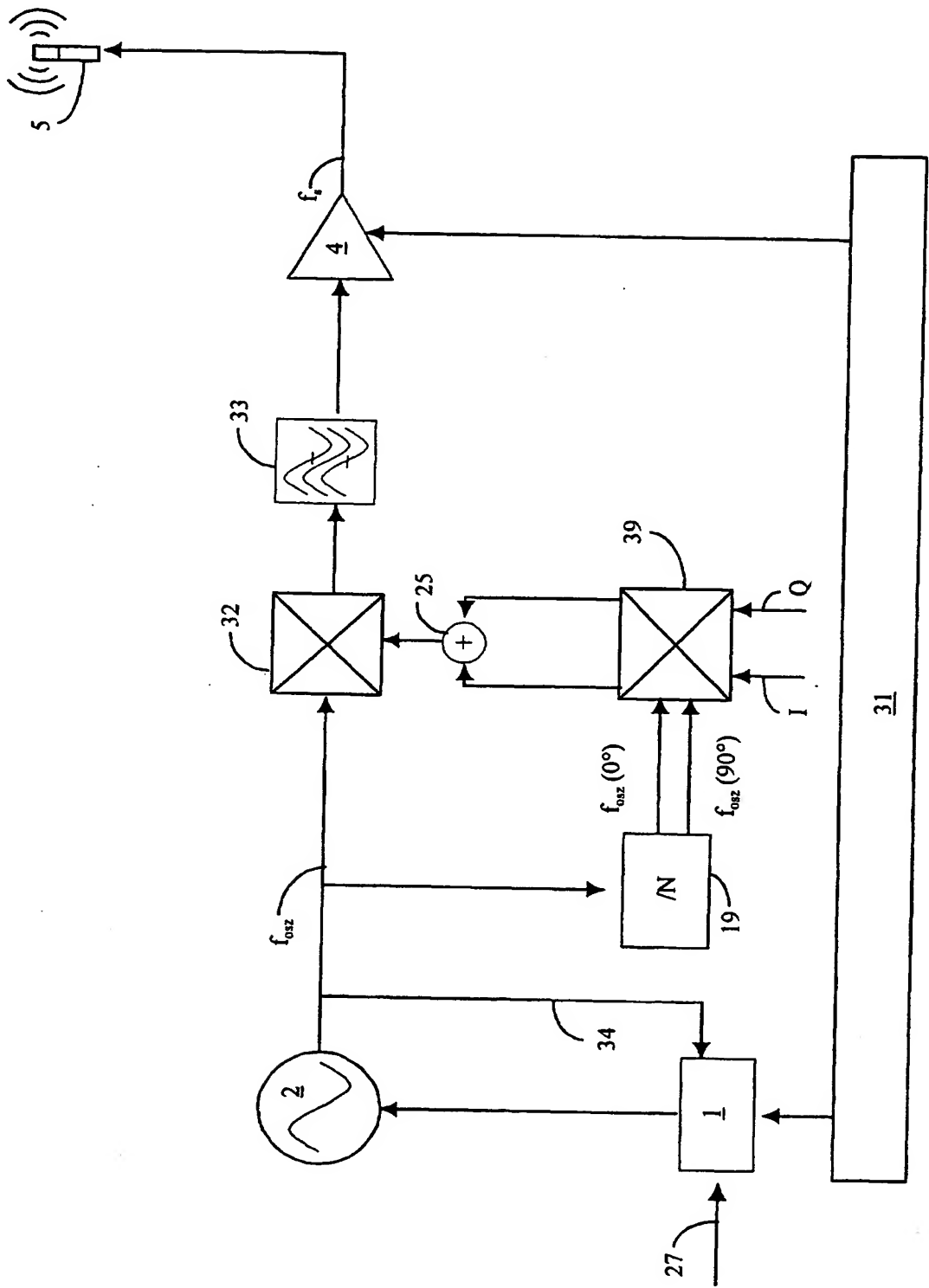
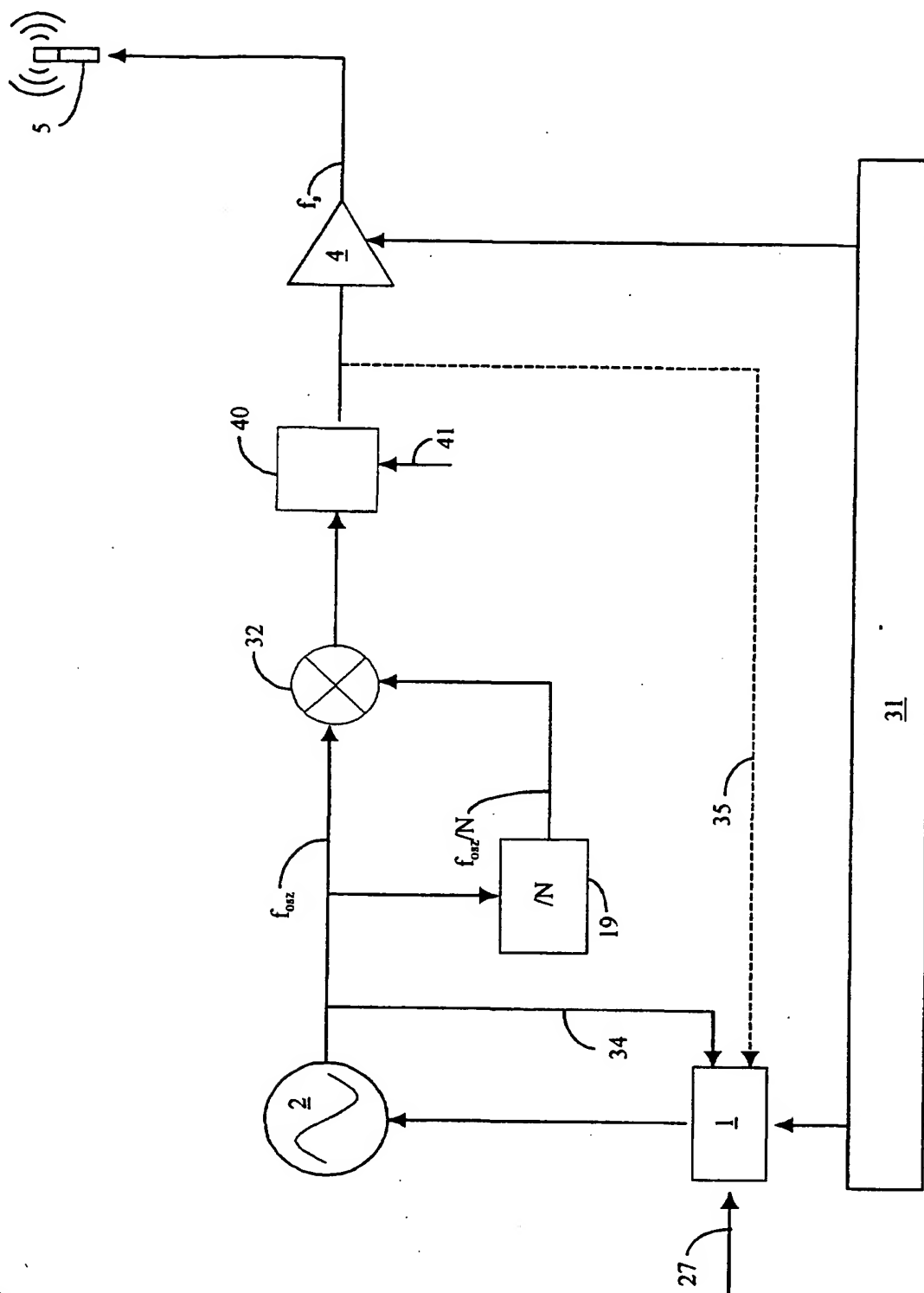


Fig. 10



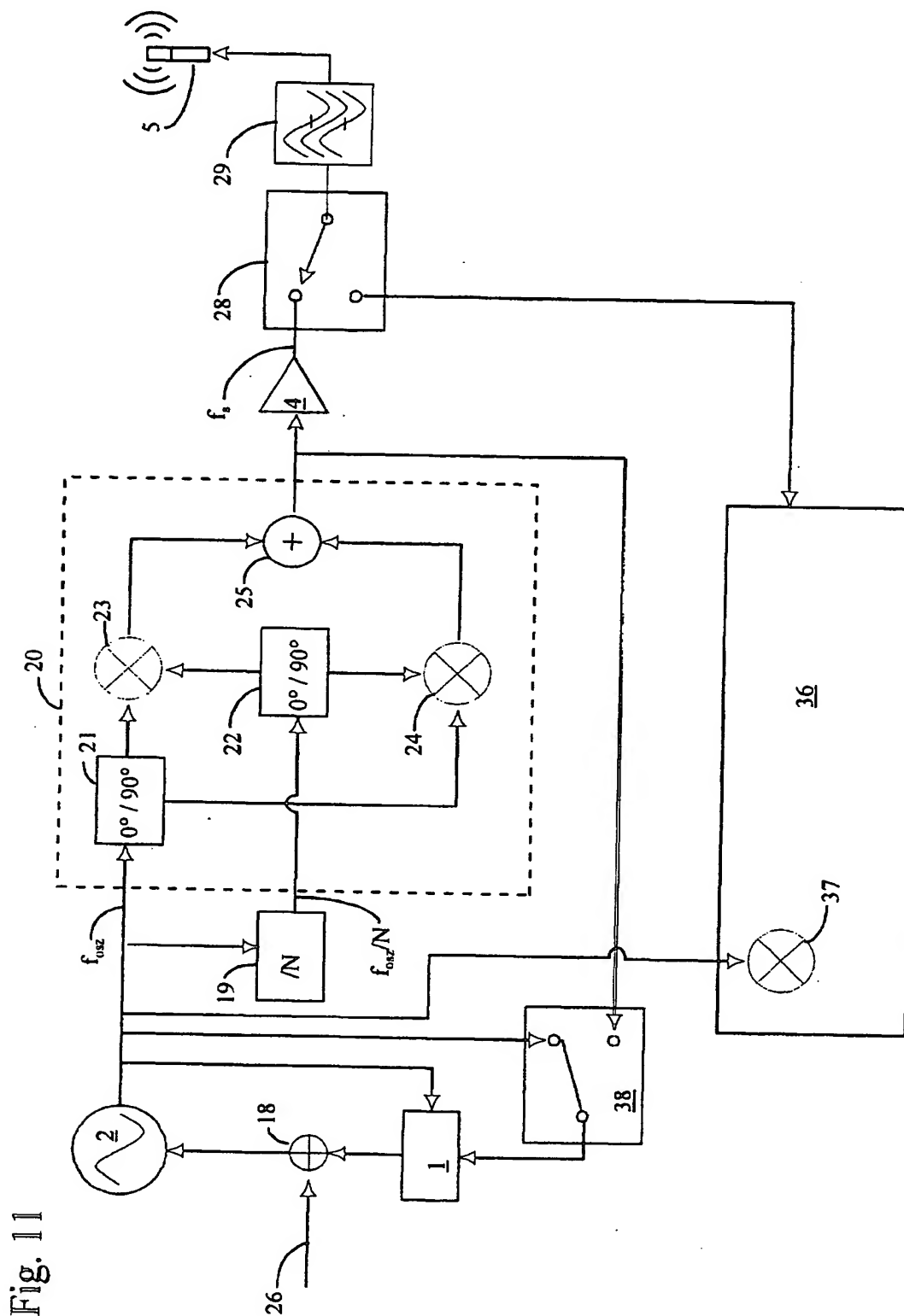


Fig. 12

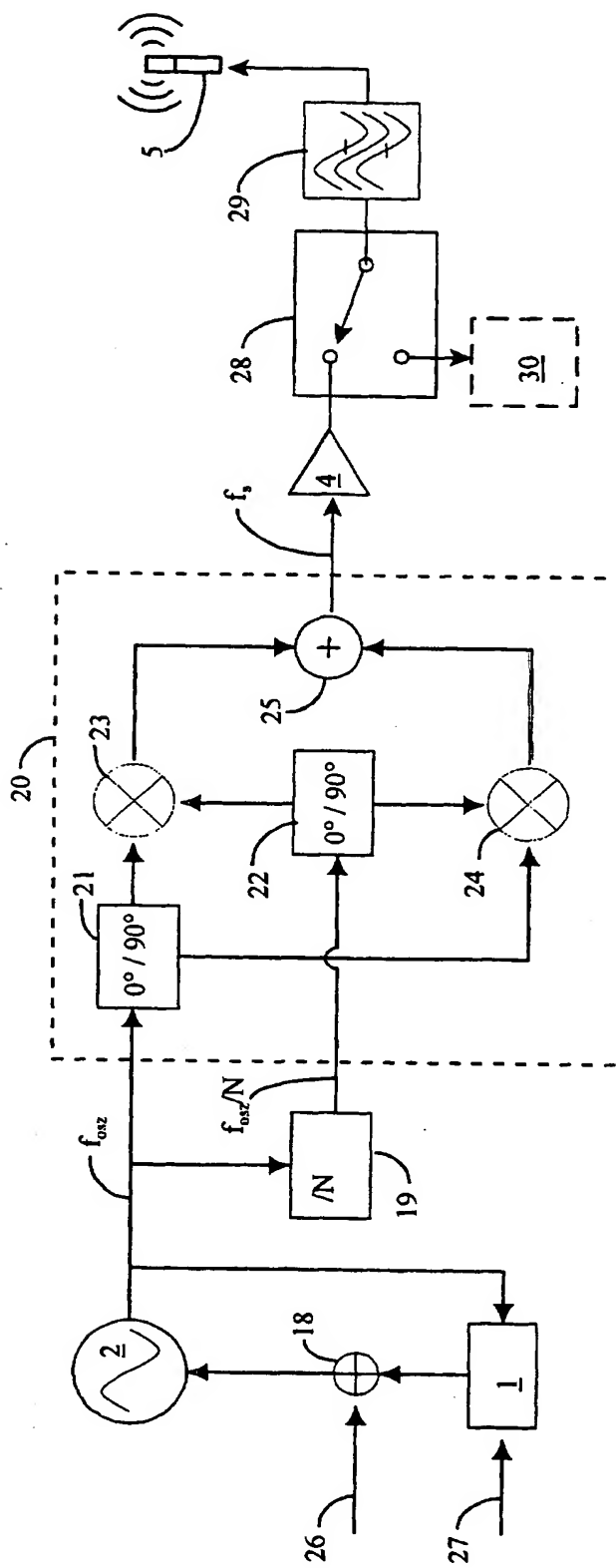
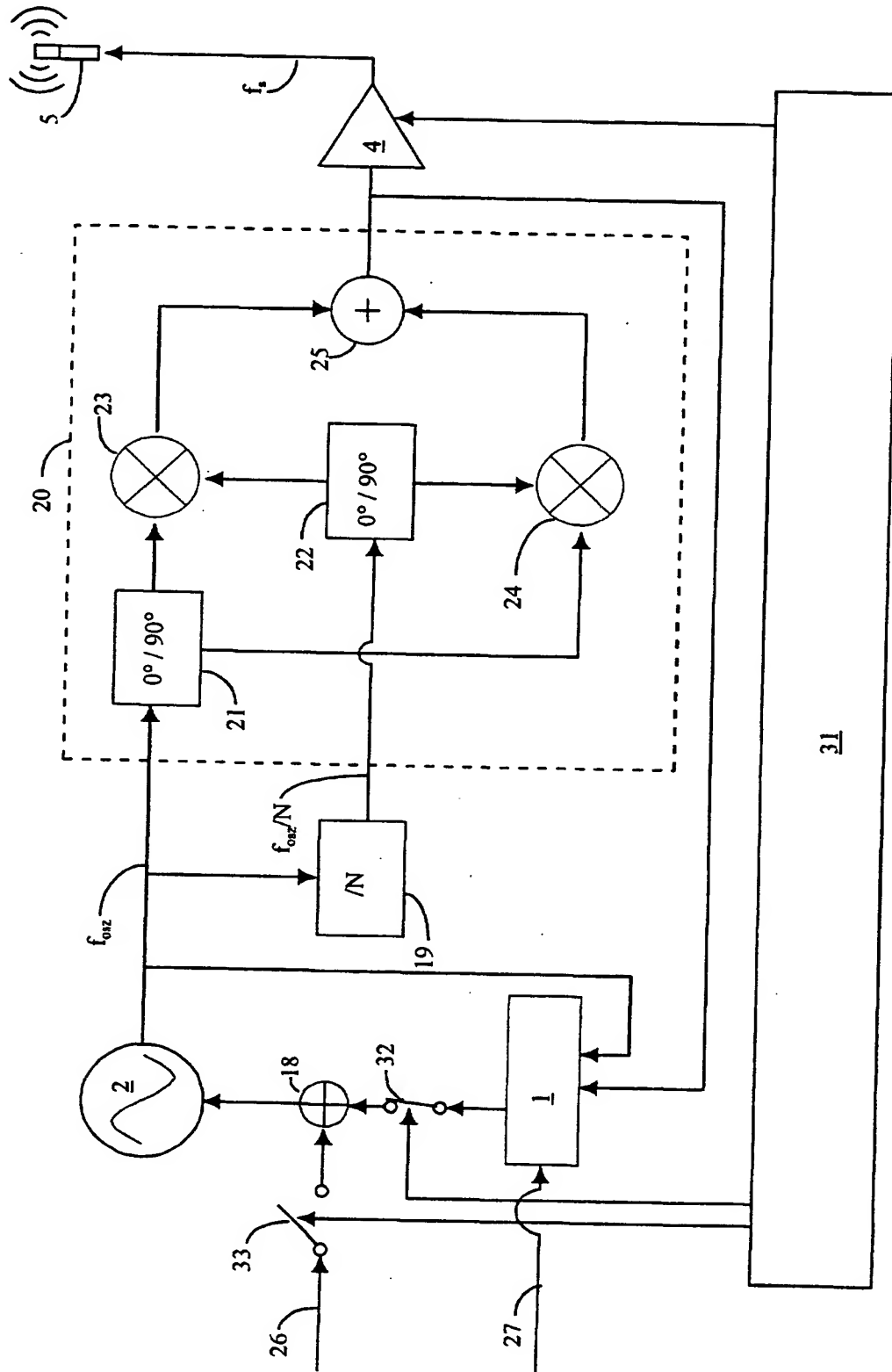


Fig. 13





**ELECTRONIC CIRCUIT ARRANGEMENT GENERATING A TRANSMIT FREQUENCY**

Patent Number: WO0101562  
Publication date: 2001-01-04  
Inventor(s): HEINEN STEFAN (DE); DETERING VOLKER (DE)  
Applicant(s): HEINEN STEFAN (DE); DETERING VOLKER (DE); SIEMENS AG (DE)  
Requested Patent: DE19928998  
Application Number: WO2000DE01759 20000530  
Priority Number(s): DE19991028998 19990624  
IPC Classification: H03B21/02  
EC Classification: H03B21/02, H03L7/16, H03L7/185  
Equivalents: CA2377790, EP1188228 (WO0101562), JP2003503930T  
Cited Documents: US5179359; US4105949

**Abstract**

The invention relates to an electronic circuit arrangement which is used to generate a transmit frequency for a transceiver, comprising a controllable oscillator (2) which generates an oscillator frequency (fosz), a divider (19) by a factor of (N) and a mixer stage (32) with a subsequent band filter (33), whereby the oscillator frequency (fosz) and the oscillator frequency of the mixer stage (32) divided by the factor of (N) are provided in the form of input signals.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

DOCKET NO: P2006, 0334

SERIAL NO: \_\_\_\_\_

APPLICANT: C. Golwing et al.

LERNER AND GREENBERG P.A.

P.O. BOX 2480

HOLLYWOOD, FLORIDA 33022

TEL. (954) 925-1100